



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ Patentschrift  
⑩ DE 42 05 300 C 1

⑳ Aktenzeichen: P 42 05 300.5-35  
㉑ Anmeldetag: 18. 2. 92  
㉒ Offenlegungstag: —  
㉓ Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 8. 7. 93

⑤1 Int. Cl.<sup>5</sup>:  
**G 01 R 25/00**  
G 01 R 19/00  
G 01 R 19/25  
H 03 L 7/06  
G 01 R 15/00  
// H 02 M 7/00

DE 42 05 300 C 1

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

㉓ Patentinhaber:

Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH, 6000 Frankfurt,  
DE

㉔ Erfinder:

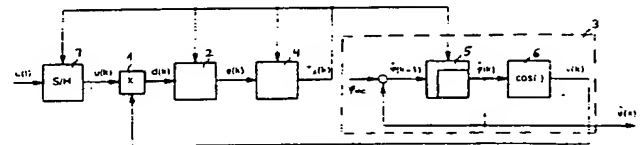
Böcker, Joachim, Dr.-Ing., 1000 Berlin, DE

⑤6 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht gezogene Druckschriften:

DE 40 32 441 C1  
DE 35 12 216 C2

⑤4 Verfahren zur digitalen Ermittlung der Phasenlage und der Amplitude eines periodischen Signals

⑤7 Es soll ein Verfahren zur digitalen Ermittlung der Phasenlage und der Amplitude eines periodischen Signals über eine phasenstarre Regelschleife für bestimmte Zeitpunkte angegeben werden, das auf einfache Weise realisiert werden kann. Zu diesem Zweck erfolgt eine mit dem periodischen Signal ( $u(t)$ ) synchronisierte zeitdiskrete Abtastung des periodischen Signals ( $u(t)$ ), wobei die Abtastzeit  $T_A$  derart verändert wird, daß je Periode eine ganze Zahl von Abtastungen vorgenommen wird. Die Abtastwerte werden einer Fourieranalyse unterworfen, wobei aus dem dabei gewonnenen Koeffizienten des Kosinusgliedes für die Grundschiwingung die Phasenlage der Grundschiwingung und aus dem Koeffizienten des Sinusgliedes für die Grundschiwingung die Amplitude der Grundschiwingung des periodischen Signals ermittelt werden. Der Koeffizient des Kosinusgliedes wird zur Erzielung der gewünschten phasenstarken Kopplung als Phasenfehlersignal einem Regler zugeführt, der die Abtastzeit  $T_A$  geeignet verstellt. Da durch die Synchronisierung immer nur gleiche Abtastwinkel auftreten, können die Funktionswerte der Sinus- und Kosinusfunktionen für diese Winkel tabellarisch abgelegt werden. Auf einfache Weise ist es zudem möglich, vorausseilende Schätzwert des Eingangssignals zu ermitteln.



DE 42 05 300 C 1

## Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

Die Grundstruktur einer phasenstarken Regelschleife (PLL(Phase-Locked Loop)) zeigt Fig. 2. Die PLL besteht aus einem Phasendetektor 1, einem Filter 2 und einem gesteuerten Oszillator 3 (VCO). Ein periodisches Eingangssignal  $u$  wird mit einem von dem Oszillator 3 erzeugten Signal  $v$ , welches in seiner Frequenz im eingeschwungenen Zustand derjenigen des Eingangssignals  $u$  gleicht, über den Phasendetektor 1 verknüpft. Dieser besteht zum Beispiel aus einem Multiplizierglied oder einem einfachen logischen Gatter, welches dann nur die Vorzeichen der beiden Signale verarbeitet. Das Ausgangssignal  $d$  des Phasendetektors 1 besteht im wesentlichen aus einem Frequenzanteil mit der Summe der beiden Eingangsfrequenzen (stationär doppelte Eingangsfrequenz) und einem Differenzfrequenzglied, welches stationär einen Gleichanteil verursacht. Dieser stationäre oder zumindest nur langsam veränderliche Gleichanteil ist ein Maß für die Phasendifferenz zwischen beiden Signalen  $u$  und  $v$  und kann daher nach Filterung über das als Tiefpaß ausgebildete Filter 2 zur Steuerung des Oszillators 3 verwendet werden, dessen Eingangssignal dann ein Schätzwert  $\hat{\omega}$  der Eingangsfrequenz  $\omega$  ist, so daß eine phasenstarre Kopplung zwischen den Signalen  $u$  und  $v$  erreicht wird.

Auf eine weitergehende Darstellung der Grundlagen von PLL-Schaltungen wird hier verzichtet, da mit dem Buch von R. Best "Theorie und Anwendungen des Phase-Locked Loops" AT-Verlag, Aarau (Schweiz), 1981, 2. ergänzte Auflage eine gute Einführung zur Verfügung steht (siehe insbesondere Seiten 11 bis 13, 15 bis 18).

Immer häufiger wird die Regelung von Stromrichtern in digitaler Betriebsweise durchgeführt. Da eine derartige Regelung abtastend (zeitdiskret) arbeitet, müssen die notwendigen Regelgrößen- oder Spannungen genau für diese Abtastzeitpunkte ermittelt werden. Dies bedeutet unmittelbar, daß die Phasen- und Amplitudenerfassung, die mit einer derartigen Regelung zusammenarbeiten soll, im gleichen Zeitraster wie die Regelung arbeiten muß. Arbeiten diese digitalen Regelungen mit konstanter Abtastzeit, kann eine digitale PLL im wesentlichen nach dem aus der Analogtechnik bekannten, oben beschriebenen Verfahren aufgebaut werden.

Verschiedene Anforderungen (z. B. Vermeidung von Schwebungserscheinungen) bedingen, daß die digitalen Regelungen von Stromrichtern nicht mit konstantem Zeittakt arbeiten dürfen, sondern sich mit einer festen Zahl von Takten auf die Periode der Grundschiwingung (z. B. der Netzspannung) synchronisieren müssen. Variiert die Netzspannung in der Frequenz, muß auch die Frequenz des Zeittaktes (Abtastfrequenz) variieren, damit die gewünschte Zahl von Takten (Abtastintervallen) je Periode konstant bleibt. Diese besonderen Anforderungen haben zur Folge, daß die übliche Standardlösung zur Phasendetektion, ein Phasenregelkreis oder eine PLL in der zuvor beschriebenen Form nicht ohne weiteres zu übernehmen ist.

In der nicht vorveröffentlichten DE 40 32 441 C1, die jedoch auf einer älteren Patentanmeldung beruht, ist ein Verfahren zum Messen der Phasenlage zweier frequenzgleicher analoger Signale beschrieben, bei dem die Abtastrate bezogen auf die zeitliche Dauer der nachfolgenden Schwingung im Bereich  $\pm 50\%$  konstant ist.

Durch die DE 35 12 216 C2 ist ein Phasenkomparator bekannt, bei dem ein Sägezahnsignal verschoben wird, wenn ein Abtastimpuls den schrägen Bereich des Sägezahnsignals verläßt. Durch diese Verschiebung wird sichergestellt, daß der Abtastimpuls immer in die schräge ansteigende Flanke des Sägezahnimpulses fällt.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren der eingangs genannten Art anzugeben, das auf einfache Weise zu realisieren ist.

Diese Aufgabe wird gemäß der Erfindung durch die in Anspruch 1 gekennzeichneten Verfahrensschritte gelöst.

Die vorteilhafte Besonderheit dieses Verfahrens liegt in der digitalen (zeitdiskreten) Arbeitsweise, wobei die Abtastungen selbst phasensynchron erfolgen. Damit ist die Abtastfrequenz der Regelung zeitlich nicht mehr konstant. Vielmehr erfolgt je Periode des abzutastenden Signals eine konstante Zahl von Abtastungen, so daß sich die Abtastfrequenz bzw. die Abtastperiode bei veränderlicher Frequenz des abzutastenden Signals ebenfalls verändert. Damit ist es möglich, ein mit der Netzspannung synchronisiertes Pulsmuster zu verwenden, welches gegenüber asynchroner Pulsung Schwebungen vermeidet. Die synchrone Abtastung hat einen vorteilhaften Nebeneffekt: Zur Ermittlung der Phase und auch der Amplitude sind trigonometrische Funktionen nötig. Da aber durch die Synchronisierung immer nur die gleichen Winkel entsprechend der Zahl der Abtastungen je Periode auftreten, können die Funktionswerte der Sinus- und Cosinusfunktionen für diese Winkel in einer Tabelle abgelegt werden, die auf einfache Weise in einem Rechner zu speichern ist.

Vorteilhafte Aus- und Weiterbildungen des Verfahrens nach der Erfindung sind in den Ansprüchen 2 bis 13 gekennzeichnet.

Das Verfahren nach der Erfindung soll anhand eines in Fig. 1 gezeigten Strukturbildes im folgenden erläutert werden:

Neben den bereits zu Fig. 2 erläuterten Bauelementen eines Phasendetektors 1, der hier als Multiplizierglied ausgebildet ist, eines Filters 2 und eines Oszillators 3 ist als Eingangsglied ein abtastender Analog-/Digitalwandler (Sample and Hold) 7 vorgesehen, dem ein analoges zeitveränderliches periodisches Signal  $u(t)$ , zum Beispiel eine Wechselspannung, zugeführt wird und der ein getaktetes, abgetastetes Signal  $u(k)$  an das Filter 2 weitergibt.

Von dem Signal  $u(t)$  sollen nun die Phasenlage (der Phasenwinkel) und die Amplitude der Grundschiwingung bestimmt werden. Da mit einer konstanten Zahl von Abtastungen je Periode gearbeitet werden soll, ist also notwendig, bei veränderlicher Frequenz des Signales  $u(t)$  und somit seiner Periodendauer auch die Abtastperiode  $T_A$  zu verändern und eine Eingriffsmöglichkeit zur Verstellung von  $T_A$  vorzusehen.

Da alle Strukturelemente mit diesem Zeittakt arbeiten, wirkt sich eine Verstellung von  $T_A$  auf jedes Element aus.

Ferner stehen zur Durchführung des Verfahrens nach der Erfindung gemäß dem Strukturbild der Fig. 1 ein PI-Regler 4 sowie innerhalb des für die Zwecke der Erfindung abgewandelten "Oszillators" 3 ein Speicherglied 5 und ein cos-Kennliniengenerator 6 zur Verfügung.

Wie zuvor bereits beschrieben, soll eine (hier nicht gezeigte) digitale Regelung zu diskreten Zeitpunkten mit den aktuellen Werten über Phase und Amplitude des periodischen Signals  $u(t)$  versorgt werden. Die Zahl der Abtastungen der Netzperiode soll jedoch konstant sein, so daß damit eine synchrone Arbeitsweise von Regelung und PLL erzwungen wird.

Um die Synchronisation zwischen Abtastung und periodischem Signal vornehmen zu können, muß der Phasenwinkel  $\varphi$  des periodischen Signals  $u(t)$  zur Verfügung stehen. Die Ermittlung des Phasenwinkels ist aber gerade Aufgabe der PLL. Diese wird jeweils für den Winkel  $\varphi$  einen Schätz- oder Beobachtungswert  $\hat{\varphi}$  liefern, den man statt des nicht zugänglichen Phasenwinkels  $\varphi$  verwenden muß. Synchronisiert man also den Rechenzyklus der PLL mit dem von ihr selbst gelieferten Winkel  $\hat{\varphi}$ , so führt das dazu, daß das Inkrement  $\varphi_{\text{inc}}$  des Phasenwinkels zwischen zwei Abtastungen stets konstant ist:

$$\hat{\varphi}(k+1) = \hat{\varphi}(k) + \varphi_{\text{inc}}$$

wobei

$$\varphi_{\text{inc}} = \frac{2\pi}{n_A}$$

und  $n_A$  die konstante Zahl der Abtastungen pro Periode sind, so daß folgt:

$$\hat{\varphi}(k) = k\varphi_{\text{inc}}$$

Die Steuerung der Phasenrückkopplung wird über die Variation der Abtastperiode  $T_A$  (Intervall zwischen zwei Abtastungen) vorgenommen.

Eine derartige synchrone Abtastung bringt, wie bereits erwähnt, einen zusätzlichen Vorteil: Zur Ermittlung der Phase und auch der Amplitude sind — wie nachstehend noch im Detail erläutert wird — trigonometrische Funktionen nötig. Da aber durch die Synchronisation immer nur Vielfache des Inkrements  $\varphi_{\text{inc}}$  auftreten, können die Funktionswerte der Sinus- und Cosinusfunktionen für diese Winkel in einer Tabelle im Speicherglied 5 abgelegt werden. Wegen der Symmetrien der trigonometrischen Funktionen sind dies für eine Zahl von zum Beispiel  $n_A = 88$  Abtastungen pro Netzperiode lediglich 22 Werte, die gespeichert sein müssen. Interpolationen zwischen diesen Werten werden nicht benötigt.

Sämtliche Strukturelemente der Fig. 1 arbeiten zeitdiskret (abtastend), wobei sie in Intervallen der Abtastperiode  $T_A$ , die der Regler 4 an seinem Ausgang liefert, getriggert werden. Im Vergleich mit der Grundstruktur nach Fig. 2 ist ungewöhnlich, daß die Frequenz  $\hat{\omega}$  nicht mehr in Erscheinung tritt; sie wird auch nicht direkt benötigt. Zum besseren Verständnis kann man dennoch die Frequenz über den Differenzenquotienten

$$\hat{\omega}(k) = \frac{\hat{\varphi}(k+1) - \hat{\varphi}(k)}{T_A(k)} = \frac{\varphi_{\text{inc}}}{T_A(k)}$$

bilden. Dies gibt gleichzeitig an, wie die Ausgangssignale  $\hat{\omega}$  und  $T_A$  des Filters 2 in den Strukturen der Fig. 1 und 2 zueinander in Beziehungen stehen.

Der Eingang des Filters 2 wird vom als Multiplizierglied ausgeführten Phasendetektor 1 gespeist, d. h. das Ausgangssignal des Phasendetektors 1 ist:

$$d(k) = u(k) \cdot v(k).$$

Mit

$$u(k) = a_1 \sin \varphi(k) \text{ und } v(k) = \cos \hat{\varphi}(k)$$

ergibt dies

$$d(k) = a_1 \sin \varphi(k) \cos \hat{\varphi} = \frac{a_1}{2} (\sin(\varphi(k) - \hat{\varphi}(k)) + \sin(\varphi(k) + \hat{\varphi}(k))).$$

Mit  $a_1$  ist die zunächst noch unbekannte Grundschriftungsamplitude des Eingangssignals  $u(t)$  bezeichnet. Das Filter 2 soll nun im Signal  $d(k)$  den oszillierenden Term  $\sin(\varphi(k) + \hat{\varphi}(k))$  unterdrücken und möglichst nur den Term des Differenzphasenwinkels als Signal  $e(k)$  zur Verfügung stellen. Dies wird zur Ausregelung des Phasenfehlers über den Regler 4 verwendet. Um solches zu erreichen, verwendet man bei analoger Realisierung (vgl. Fig. 2 "Best", S. 17) üblicherweise Tiefpässe verschiedener Ordnung, die davon abhängt, welche Unterdrückung des oszillierenden Anteils gewünscht wird.

Bei der hier vorgesehenen digitalen Realisierung können andere, einfache Lösungen gewählt werden, die die Oberschwingungen vollständig unterdrücken: Es werden direkt die Fourierkoeffizienten der Grundschriftung des Eingangssignals bezogen auf die geschätzte Phase  $\hat{\varphi}$  berechnet, wobei die Integrationen durch Summationen genähert werden:

$$\hat{a}_1(k) = \frac{2}{n_A} \sum_{i=k-n_A+1}^k u(i) \cdot \sin \hat{\varphi}(i),$$

$$\hat{b}_1(k) = \frac{2}{n_A} \sum_{i=k-n_A+1}^k u(i) \cdot \cos \hat{\varphi}(i),$$

So erhält man im stationären Fall, d. h. wenn  $\omega \approx \hat{\omega}$ , also bei der tatsächlichen Frequenz  $\omega$  des Eingangssignals  $u(t)$ :

$$\hat{a}_1(k) = a_1 \cdot \cos(\hat{\varphi}(k) - \varphi(k)) = a_1 \cdot \cos \Delta\varphi(k) \approx a_1,$$

$$\hat{b}_1(k) = -a_1 \cdot \sin(\hat{\varphi}(k) - \varphi(k)) = -a_1 \cdot \sin \Delta\varphi(k) \approx -a_1 \Delta\varphi(k),$$

wobei die Näherungen 1. Ordnung für kleine Phasenfehler

$$\Delta\varphi = \hat{\varphi} - \varphi \ll 1$$

gelten.

Im instationären Fall gilt die Näherung

$$\hat{b}_1(k) \approx -a_1/2 (\Delta\varphi(k) + \Delta\varphi(k - n_A)).$$

Dieser Koeffizient enthält keine weiteren Oberschwingungen und kann dem Regler 4 als Phasenfehlersignal zugeführt werden. Die Summation über eine Periode mit  $n_A$  Abtastschritten kann gleitend vorgenommen werden, oder sie wird jeweils nach einer Periode neu begonnen, was vorteilhafter ist, da der Aufwand etwas geringer ist. Abweichend von der Summation über eine ganze Periode kann ebenso nur über eine halbe Periode summiert werden, was ebenfalls zur vollständigen Unterdrückung von Oberschwingungen führt, wenn davon ausgegangen werden kann, daß das Eingangssignal  $u(t)$  symmetrische Halbschwingungen besitzt. Dann ist  $n_A$  jeweils durch  $n_A/2$  zu ersetzen.

Der Koeffizient  $\hat{a}_1$  muß für eine einfache Phasendetektion nicht berechnet werden. Wenn neben der Phase aber auch die Amplitude des Signals  $u(t)$  bestimmt werden soll, gibt  $\hat{a}_1$  einen Amplitudenschätzwert der 1. Harmonischen des Eingangssignals an. Für diesen Fall muß — über das Strukturbild 1 hinausgehend — auch eine Sinustabelle vorgesehen werden, die aber durch die Symmetrien der trigonometrischen Funktionen auf die Cosinustabelle zurückzuführen ist.

Dieses Verfahren kann zur Bestimmung von Amplitude und Phasenlage der Oberschwingungen im Signal  $u(t)$  durch Hinzunahme der Fourierkoeffizienten höherer Ordnung

$$\hat{a}_j(k) = \frac{2}{n_A} \sum_{i=k-n_A+1}^k u(i) \cdot \sin(j\hat{\varphi}(i)),$$

sowie

$$\hat{b}_j(k) = \frac{2}{n_A} \sum_{i=k-n_A+1}^k u(i) \cdot \cos(j\hat{\varphi}(i))$$

ohne Schwierigkeiten erweitert werden. Der numerische Aufwand ist gering, da — wie schon ausgeführt — die trigonometrischen Funktionen mit wiederkehrenden Argumenten auftreten, die tabellarisch vorgebbar sind.

Die Bestimmung der Fourier-Koeffizienten kann auch auf andere, mit dem Eingangssignal synchronisierte Signale ausgedehnt werden. Zum Beispiel sind das bei der Bestimmung von Phasenlage und Amplitude einer Wechselspannung die Oberschwingungen des aufgrund der Spannung fließenden Wechselstromes.

Möglich ist auch die gleichzeitige Erfassung der Phasen und Amplituden von  $p$  Signalen  $u_l$  ( $l = 1 \dots p$ ) eines mehrphasigen Systems, wobei dann für jedes Signal die Fourier-Koeffizienten nach

$$\hat{a}_{l1}(k) = \frac{2}{n_A} \sum_{i=k-n_A+1}^k u_l(i) \cdot \sin(\hat{\varphi}(i) - \alpha_l(i))$$

$$\hat{b}_{l1}(k) = \frac{2}{n_A} \sum_{i=k-n_A+1}^k u_l(i) \cdot \cos(\hat{\varphi}(i) - \alpha_l(i))$$

bestimmt werden. Mit den Winkeln  $\alpha_l(i)$  werden Phasendifferenzwinkel der Signale untereinander berücksichtigt.

Im weiteren Vorgehen gibt es nun zwei Möglichkeiten:

1. Man wählt unter den Signalen  $u_l$  eines aus ( $l = l_0$ ), setzt  $\alpha_{l0}(k) = 0$  und benutzt den Koeffizienten  $\hat{b}_{l10}$  als Fehlergröße für den Phasenregler 4, worauf der Phasenregelkreis auf die Phase des Signals  $u_{l0}$  einrastet.  $\hat{a}_{l10}$  gibt den Amplitudenschätzwert der Grundschiwingung von  $u_{l0}$  an. Die restlichen Koeffizienten  $\hat{b}_{l1l} (l \neq l_0)$  können nun benutzt werden, um durch  $p-1$  zusätzliche Regler die Phasendifferenzwinkel  $\alpha_l (l \neq l_0)$  so zu beeinflussen, daß die Koeffizienten  $\hat{b}_{l1l}$  zu Null geregelt werden. Dann geben die derart eingestellten Winkel  $\alpha_l (l \neq l_0)$  die Phasenwinkel der Grundschiwingungen der Signale  $u_l (l \neq l_0)$  bezogen auf den Phasenwinkel des Signals  $u_{l0}$  und  $\hat{a}_{l1l}$  die Schätzwerte der Amplituden an.

2. Aus den Koeffizienten  $\hat{b}_{l1l}$  wird zunächst für alle  $l$  ein Mittelwert gebildet, der dann dem Phasenregler 4 als Phasenfehlersignal dient. Dann werden  $p-1$  zusätzliche Regler eingesetzt, die die  $p$  Winkel  $\alpha_l$  derart beeinflussen, daß der Mittelwert aller  $\alpha_l$  stets Null bleibt, und die zusammen mit dem "Phasen-Mittelwert-Regler" die Koeffizienten  $\hat{b}_{l1l}$  zu Null regeln. Dann geben die Winkel  $\alpha_l$  die Phasendifferenzen der einzelnen Signale zu einem gedachten mittleren Phasenwinkel an und  $\hat{a}_{l1l}$  sind Schätzwerte der Amplituden der Grundschiwingungen der einzelnen Signale.

Das Verfahren kann wie oben auch auf die Erfassung von Oberschwingungen mehrphasiger Signale angewendet werden.

Zur Ausführung des Phasenreglers 4 sind zunächst die zeitdiskreten Modellgleichungen vom Eingangssignal  $u(t)$  mit der Frequenz  $\omega$  und von der PLL zu betrachten. Der Phasenwinkel des periodischen Signals schreitet in einer Abtastperiode  $T_A(k)$  um  $\omega(k)T_A(k)$  fort. Die Kreisfrequenz  $\omega$  des periodischen Signals wird dabei als näherungsweise konstant vorausgesetzt. Es folgt

$$\varphi(k+1) = \varphi(k) + \omega T_A(k).$$

Für die phasensynchrone PLL gilt:

$$\hat{\varphi}(k+1) = \hat{\varphi}(k) + \varphi_{\text{inc}} \text{ mit } \varphi_{\text{inc}} = \frac{2\pi}{n_A}$$

$$= k\varphi_{\text{inc}}$$

Der Phasen-Schätzfehler

$$\Delta\varphi(k) = \hat{\varphi}(k) - \varphi(k)$$

folgt daher der Differenzengleichung

$$\Delta\varphi(k+1) = \Delta\varphi(k) - \omega T_A(k) + \varphi_{\text{inc}}.$$

Wird erst nach einer vollständigen Periode des periodischen Signals eine Änderung der Abtastperiode  $T_A(k)$  vorgenommen, läßt sich die Fehlergleichung über  $n_A$  Schritte fortschreiben:

$$\Delta\varphi(k+n_A) = \Delta\varphi(k) - \omega T_A(k)n_A + 2\pi.$$

Wird auf den Index  $m$  der Periode des periodischen Signals mit  $k = n_A m$  übergegangen, wird daraus

$$\Delta\varphi(m+1) = \Delta\varphi(m) - \omega T_p(m) + 2\pi,$$

wobei  $n_A T_A$  durch die Periodendauer  $T_p$  ersetzt wurde. Vom Filter 2 steht in Näherung der Schätzfehler  $\Delta\varphi$  in der Form des Signals  $e$  als

$$e(m) = -b_1(m) \approx a_1/2 (\Delta\varphi(m) + \Delta\varphi(m-1))$$

zur Verfügung. Hiermit läßt sich für das Reglergesetz ein Ansatz mit einem PI-Glied machen:

$$T_p(m) = T_p(m-1) + K(e(m) - \beta e(m-1)),$$

wobei mit  $K$  der Reglerverstärkungsfaktor und mit  $\beta$  die Reglernullstelle bezeichnet sind. Die eigentlich benötigte Abtastperiode  $T_A$  folgt hieraus nach

$$T_A(m) = \frac{1}{n_A} T_p(m).$$

Die Übertragung dieser Gleichungen in den  $z$ -Bereich ergibt:

$$(z - 1) \Delta\varphi(z) = -\omega T_p(z) + 2\pi \frac{z}{z-1}$$

$$ze(z) = a_1/2 (z + 1) \Delta\varphi(z)$$

$$T_p(z)(z - 1) = K(z - \beta) e(z).$$

Durch Einsetzen erhält man für  $\Delta\varphi(z)$

$$\Delta\varphi(z) = \frac{z^2}{z(z-1)^2 + \frac{\omega K a_1}{2}(z-\beta)(z+1)} = 2\pi.$$

Zu beachten ist, daß die gesamte Regelkreisverstärkung vom Produkt  $\omega K a_1$  abhängt, die folglich nicht nur von der Reglerverstärkung  $K$ , sondern auch von der Frequenz  $\omega$  und der Amplitude  $a_1$  bestimmt wird.

Ändern sich Amplitude oder Frequenz in weiten Bereichen, ist es sinnvoll, die Reglerverstärkung dieser Veränderung anzupassen. Wird die Grundschriftungsamplitude ebenfalls ermittelt, kann mit  $\hat{a}_1$  und  $\hat{\omega} = \varphi_{inc}/T_A$  die Anpassung über

$$K = K_0 \cdot \frac{a_{10} \omega_0}{\hat{a}_1 \hat{\omega}} = K_0 \frac{a_{10} \omega_0 T_A}{\hat{a}_1 \varphi_{inc}}$$

erreicht werden, wenn  $K_0$  die für die Amplitude  $a_{10}$  und die Frequenz  $\omega_0$  festgelegte Reglerverstärkung ist. Günstig ist es, als Verstärkung und Reglernullstelle

$$K_0 = \frac{0,6 \pm 0,2}{\omega_0 a_{10}}$$

und

$$\beta = 0,8 \pm 0,1$$

zu wählen. Dadurch wird eine gleichmäßige Dämpfung aller Pole bei gleichzeitig geringem Überspringen erreicht.

Während des Einschwingens der PLL können die Phasenschätzwerte noch mit starken Fehlern behaftet sein. Eine Regelung eines Umrichters, die sich auf diese Werte verläßt, kann dadurch erhebliche Stromspitzen verursachen. Die PLL sollte daher ein Signal zur Verfügung stellen, welches angibt, wann Phasen- und Amplitudenwerte als zuverlässig gelten können.

Bestimmt man aus den ermittelten Schätzwerten  $\hat{\varphi}$  und  $\hat{a}_1$  eine Schätzung

$$\hat{u}(k) = \hat{a}_1(k) \sin \hat{\varphi}(k)$$

für das periodische Eingangssignal  $u$ , kann man über die Differenz

$$\Delta u(k) = \hat{u}(k) - u(k)$$

die Güte der Schätzung kontrollieren.  $\Delta u(k)$  sollte für eine bestimmte Zeit (denkbar ist eine Periode, also  $n_A$  Schritte) innerhalb eines geeignet zu wählenden Toleranzbandes liegen, bevor Phasenlage und Amplitude einer nachgeordneten Regelung tatsächlich vorgegeben werden.

Umgekehrt sollte nicht eine einzelne Abweichung zum Löschen des Signals führen, da Meßstörungen nicht völlig auszuschließen sind. Liegen jedoch mehrere Werte  $\Delta u(k)$  außerhalb der Toleranz, wird das Signal weggenommen und erst wieder gesetzt, wenn die oben beschriebene Bedingung erfüllt ist.

Werden neben der Grundschriftung auch Oberschwingungen erfaßt, sollten diese in  $\hat{u}(k)$  aufgenommen werden, zum Beispiel über eine Erweiterung um die dritte Harmonische:

$$\hat{u}(k) = \hat{a}_1(k) \sin \hat{\varphi}(k) + \hat{a}_3(k) \sin 3 \hat{\varphi}(k) + \hat{b}_3(k) \cos 3 \hat{\varphi}(k).$$

Dadurch kann das Toleranzband entsprechend kleiner gewählt werden.

Weiterhin ist es möglich, um  $q$  Schritte vorseilende Schätzwerte (Prädiktionswerte) des Eingangssignals nach

$$\begin{aligned} \hat{u}(k+q) = & \hat{a}_1(k) \sin (\hat{\varphi}(k) + q\varphi_{inc}) \\ & + \hat{a}_3(k) \sin 3 (\hat{\varphi}(k) + q\varphi_{inc}) \\ & + \hat{b}_3(k) \sin 3 (\varphi(k) + q\varphi_{inc}) \end{aligned}$$

zu ermitteln und einer nachgeordneten Regelung zur Verbesserung ihrer Regeleigenschaften diese Prädiktions-

werte zur Verfügung zu stellen.

# Patentansprüche

1. Verfahren zur digitalen Ermittlung der Phasenlage und der Amplitude eines periodischen Signals, dessen Frequenz und Amplitude zeitlichen Schwankungen unterliegen können, über eine phasenstarre Regelschleife (PLL(Phase-Locked Loop)) für bestimmte Zeitpunkte gekennzeichnet durch eine mit dem periodischen Signal synchronisierte zeitdiskrete Abtastung des periodischen Signals derart, daß je Periode eine stets gleichbleibende ganze Zahl  $n_A$  von Meßwertabtastungen vorgenommen wird und eine gleichbleibende ganze Zahl  $n_A$  von Phasenschätzwerten zur Verfügung gestellt wird, indem die Abtastfrequenz bzw. die Abtastperiode mit einer Rückkopplung der schwankenden Frequenz des Eingangssignals nachgeführt wird. 5
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Abtastwerte einer Fourieranalyse unterworfen werden und aus dem dabei gewonnenen Koeffizienten des Kosinusgliedes für die Grundschiwingung die Phasenlage der Grundschiwingung des periodischen Signals bestimmt wird. 10
3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß zusätzlich aus dem Koeffizienten des Sinusgliedes für die Grundschiwingung bei der Fourieranalyse die Amplitude der Grundschiwingung des periodischen Signals ermittelt wird. 15
4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Abtastperiode über eine Periode des Eingangssignals konstant gehalten wird.
5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Abtastperiode lediglich jeweils über eine Halbperiode des Eingangssignals konstant gehalten wird. 20
6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Abtastperiode  $T_A$  auf die vorgebbare ganze Zahl  $n_A$  von Abtastungen pro Periode (bzw. Halbperiode) mit einer PI-Regelung ausge-regelt wird, die die Übertragungsfunktion

$$T_p(m) = n_A \cdot T_A(m) = T_p(m-1) + K(e(m) - \beta e(m-1)) \quad 25$$

aufweist, wobei mit  $e$  der Phasenfehler als Regeleingangsgröße,  $m$  die Indexzahl der Periode,  $K$  die Reglerverstärkung,  $\beta$  die Reglernullstelle und  $T_p$  die Periode des Eingangssignals bezeichnet sind.

7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß als Reglerparameter 30

$$K = \frac{0,6 \pm 0,2}{2_{10} \cdot \omega_0}$$

und/oder  $\beta = 0,8 \pm 0,1$  gewählt werden, wobei  $a_{10}$  die voraussichtliche Grundschiwingungsamplitude und  $\omega_0$  die voraussichtliche Frequenz des Eingangssignals ist. 35

8. Verfahren nach Anspruch 6 oder 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Reglerverstärkung  $K$  amplituden- und frequenzabhängig angepaßt wird.
9. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß mit den Fourier-Koeffizienten von insgesamt  $p$  Eingangsgrößen eines mehrphasigen Systems, dem Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8 und weiteren  $p-1$  Reglern die Phasenlagen der  $p$  Eingangsgrößen und die Amplituden der Grundschiwingungen ermittelt werden. 40
10. Verfahren nach einem der Ansprüche 2 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß zusätzlich aus den Koeffizienten der Kosinus- und/oder Sinusglieder für die Oberschwingungen bei der Fourieranalyse die Phasenlagen und/oder die Amplituden der Oberschwingungen des periodischen Signals ermittelt werden. 45
11. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 10, dadurch gekennzeichnet, daß während des Einschwingvorgangs der phasenstarken Regelschleife die Differenz zwischen dem Abtastwert des periodischen Signals zum Abtastzeitpunkt und dem aus dem vorherigen Abtastzeitpunkt gewonnenen, vorausbestimmten Wert des periodischen Signals überwacht wird und die ermittelte Phasenlage und/oder Amplitude erst dann einer nachgeordneten Regelung als Regelgröße zugeführt wird, wenn die Differenz eine vorgegebene Toleranzbreite unterschreitet. 50
12. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß aufgrund der Phasen- und Amplitudenschätzwerte von Grund- und Oberschwingungen ein oder mehrere Schritte vorausseilende Prädiktionswerte des Eingangssignals ermittelt werden.
13. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 12, gekennzeichnet durch die Anwendung bei der zeitdiskreten Regelung von Vierquadrantenstellern. 55

Hierzu 1 Seite(n) Zeichnungen

60

65

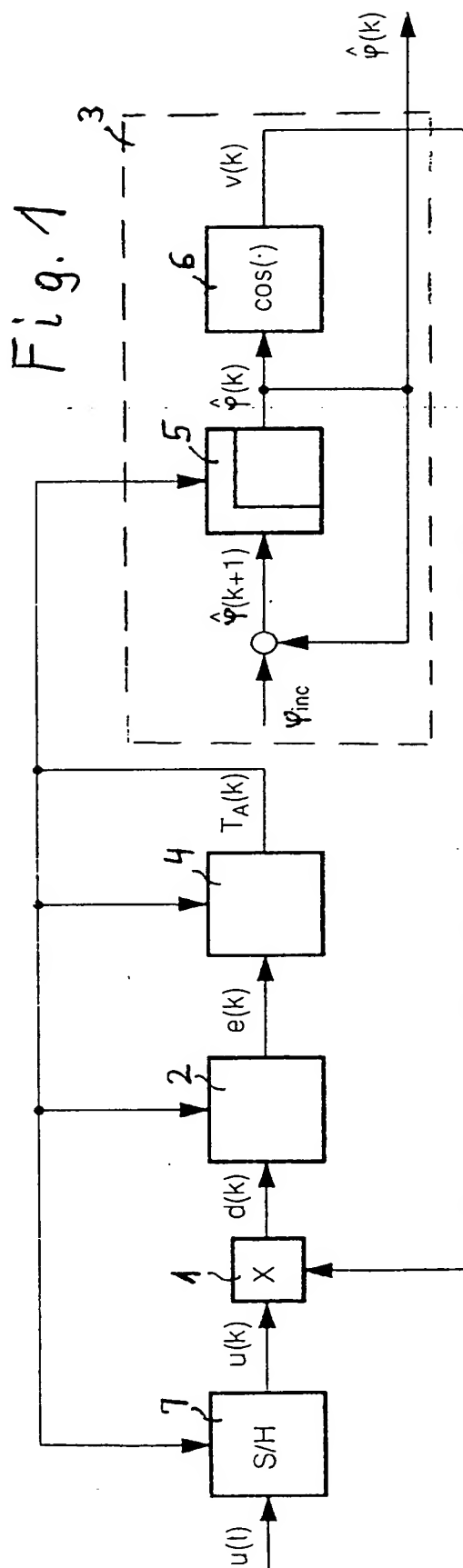


Fig. 2

